

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-107345

(43)Date of publication of application : 22.04.1997

(51)Int.Cl.

H04J 11/00
H04J 1/20

(21)Application number : 07-263971

(71)Applicant : VICTOR CO OF JAPAN LTD

(22)Date of filing : 12.10.1995

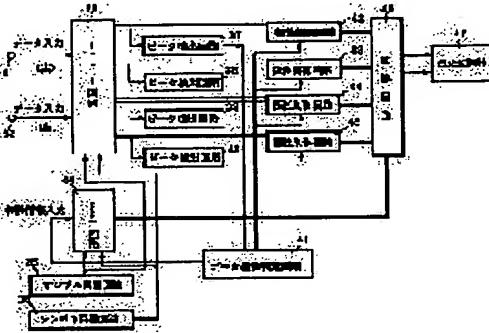
(72)Inventor : TAKAHASHI NOBUAKI

(54) FREQUENCY DIVISION MULTIPLEX SIGNAL GENERATOR AND DECODER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain the frequency division multiplex signal generator by which miniaturization and light weight of a transmitter are attained by generating a frequency division multiplex signal of plural groups and controlling the polarity of the frequency division multiplex signal so as to reduce a peak power.

SOLUTION: An inverse high speed Fourier transformation (IFFT) circuit 33 divides input real number part data and input imaginary number part data respectively into plural numbers, and plural arithmetic sections conduct IFFT arithmetic operation. Plural peak detection circuits 37-40 detect a peak power and a peak position of the frequency division multiplex signal outputted from the circuit 33 for each group. When a peak power of a prescribed value or over is detected, polarity control circuits 42-45 set the polarity of the frequency division multiplex signal of other groups in a direction to cancel the peak power of a prescribed value or over to suppress instantaneous power. The IFFT circuit 34 applies IFFT arithmetic operation to a polarity control signal from the data polarity discrimination circuit 41. An adder circuit 46 adds output signals of the circuits 33, 34 to provide an output of a signal whose peak power is suppressed to a prescribed value or below to an orthogonal modulator 47.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

特開平9-107345

(43) 公開日 平成9年(1997)4月22日

(51) Int. Cl. 6
H04J 11/00
1/20

識別記号

府内整理番号

F I

H04J 11/00
1/20

技術表示箇所

Z

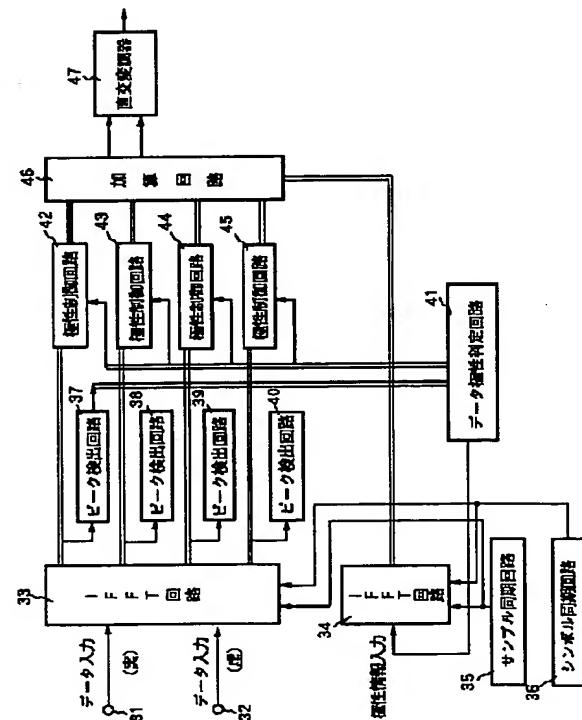
(21) 出願番号 特願平7-263971
(22) 出願日 平成7年(1995)10月12日(71) 出願人 000004329
日本ピクター株式会社
神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12
番地
(72) 発明者 高橋 宣明
神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12
番地 日本ピクター株式会社内
(74) 代理人 弁理士 松浦 兼行

(54) 【発明の名称】周波数分割多重信号発生装置及び復号装置

(57) 【要約】

【課題】 従来はOFDM信号に対し、特に瞬間的に生じるピーク電力に対する対策を施していないため、まれに大電力が発生されることがある。

【解決手段】 IFFT回路33は4つのIFFT演算部を有しており、入力データをそれぞれ4分割してそれぞれのIFFT演算部によりIFFT演算する。キャリアホールを設定するために、IFFT回路33の所定の入力端子への電圧は0に設定してある。極性制御回路42～45は、ピーク検出回路37～40により所定値以上のピーク電力が検出されたときは、IFFT回路33からの他のグループの周波数分割多重信号の極性を、所定値以上のピーク電力を打ち消す方向に設定して加算回路46に供給する。IFFT回路34はデータ極性判定回路41より入力された極性制御情報に対してIFFT演算を行い、キャリアホールの搬送波周波数に相当する搬送波で伝送される演算結果を出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数に分割されたディジタル情報信号をそれを別々に変調して複数のグループの周波数分割多重信号を発生する第 1 の演算回路と、

前記第 1 の演算回路の出力周波数分割多重信号のピーク電力及びピーク位置を前記グループ毎に検出する複数のピーク検出回路と、

前記複数のピーク検出回路のうち対応するピーク検出回路からの検出信号に基づき、所定値以上のピーク電力が検出されたときは前記第 1 の演算回路からの他のグループの前記周波数分割多重信号の極性を、前記所定値以上のピーク電力を打ち消す方向に設定すると共に、極性情報を発生する極性制御手段と、

前記極性制御手段により設定された極性情報を変調して前記周波数分割多重信号の最高周波数と最低周波数との間の周波数帯域内に含まれ、かつ、前記周波数分割多重信号とは異なる信号を発生する第 2 の演算回路と、

前記極性制御手段により極性制御された前記第 1 の演算回路の出力周波数分割多重信号と、前記第 2 の演算回路の出力信号とを加算合成して出力する加算回路とを有することを特徴とする周波数分割多重信号発生装置。

【請求項 2】 前記第 1 の演算回路は、前記周波数分割多重信号の最高周波数と最低周波数との間の周波数帯域内にキャリアホールを設定し、前記第 2 の演算回路は前記キャリアホールの周波数位置に前記極性情報で変調した搬送波を発生することを特徴とする請求項 1 記載の周波数分割多重信号発生装置。

【請求項 3】 前記第 2 の演算回路は前記第 1 の演算回路の出力信号に同期して前記極性情報で変調した搬送波を発生し、前記第 1 の演算回路の出力周波数分割多重信号と同じタイミングで出力されることを特徴とする請求項 2 記載の周波数分割多重信号発生装置。

【請求項 4】 前記第 1 の演算回路は、シンボル単位で伝送される複数に分割されたディジタル情報信号のそれを別々にシンボル期間内で逆離散的フーリエ変換して複数のグループの周波数分割多重信号を発生し、前記第 2 の演算回路は、前記極性情報を前記複数のグループの周波数分割多重信号と同じシンボル期間内で逆離散フーリエ変換して変調された搬送波を発生することを特徴とする請求項 1 乃至 3 のうちいずれか一項記載の周波数分割多重信号発生装置。

【請求項 5】 複数のグループに分割された、ディジタル情報信号で変調された複数の第 1 の搬送波からなる周波数分割多重信号と、これら周波数分割多重信号の極性反転の有無をグループ毎に示す極性情報で変調され、かつ、前記複数の第 1 の搬送波の最高周波数と最低周波数の間の周波数である第 2 の搬送波とが周波数分割された合成信号が入力され、フーリエ変換演算して復号する復号用演算回路と、

前記復号用演算回路から復号された前記複数のグループ

毎に並列に出力された復号信号に対して、前記復号用演算回路から復号された前記極性情報を基づいて別々に極性を元に戻す極性修正動作を行う複数の極性修正回路とを有することを特徴とする復号装置。

【請求項 6】 前記複数の極性修正回路のそれぞれは、前記第 1 及び第 2 の搬送波に対する変調方式の信号点配置を原点に対して点対称の信号点が定義されるディジタル情報信号値を変換テーブルとして持ち、前記復号された極性情報を前記変換テーブルを参照して前記ディジタル情報信号の極性変換を行うことを特徴とする請求項 5 記載の復号装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は周波数分割多重信号発生装置及び復号装置に係り、特に符号化されたディジタル映像信号などを限られた周波数帯域の直交周波数分割多重（O F D M : Orthogonal Frequency Division Multiplex）信号を発生する周波数分割多重信号の発生装置及びそのO F D M 信号を復号する復号装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 符号化されたディジタル映像信号などを限られた周波数帯域で伝送する方式の一つとして、256 直交振幅変調（Q A M : Quadrature Amplitude Modulation）などの多値変調されたディジタル情報を多数の搬送波を用いてO F D M 信号として伝送するO F D M 方式が、マルチバスに強い、妨害を受けにくく、周波数利用効率が比較的良いなどの特長から従来より知られている。

【0003】 このO F D M 方式は多数の搬送波を直交して

30 配置し、各々の搬送波で独立したディジタル情報を伝送する方式で、O F D M 信号はランダム信号としての形態をとる。なお、「搬送波が直交している」とは、隣接する搬送波のスペクトラムが当該搬送波の周波数位置で零になることを意味する。

【0004】 このO F D M 方式によれば、ガードバンド期間（ガードインターバル）を設定し、その期間の情報を重複して伝送するようにしているため、電波のマルチバスにより生ずる伝送歪みを軽減できる。すなわち、このO F D M 信号の受信は、シンボル期間内に伝送される信号の振幅、位相変調成分を検出し、これらのレベルにより情報の値を復号するものであるから、最初のガードインターバル期間の信号を除いて復号することにより、同一シンボル区間のマルチバス信号と、受信すべき信号の周波数成分は同一であるため、比較的狭い周波数帯域で、伝送歪みの少ない復号ディジタルデータを伝送できる。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】 しかるに、従来は多数の情報搬送波を合成してできるO F D M 信号に対し、特に瞬間に生じるピーク電力に対する対策を施していない

いため、まれに大電力が発生されることがある。例えば、256個の情報搬送波を用いるO F D M信号の電力は、1情報搬送波電力の256倍の合成した平均電力であるため、仮に全情報搬送波の最大振幅電圧値が一致して発生させられた場合は256の2乗倍にあたる65536倍となる。従って、仮に1情報搬送波の電力を1mWとすると、これら256個の情報搬送波を合成した平均電力は256mW程度であるが、全情報搬送波の最大振幅位置が一致した時には65Wとなってしまう。

【0006】このため、従来の周波数分割多重信号発生装置では、全情報搬送波の最大振幅値が一致する確率は非常に小さく、実際には殆ど発生しないが、平均電力値は余裕をもった低い値に設定し、送信電力装置も平均電力の10~20倍程度の余裕をもった大きな出力信号を発生させられるもの（1情報搬送波の電力を1mWとするときは2.5W~5Wを発生できる装置）を用い、まれに生じる大電力信号に対しても飽和させないで送信できるように考慮していた。このため、従来の周波数分割多重信号発生装置は装置全体が高価で大型化するという問題がある。

【0007】本発明は上記の点に鑑みてなされたもので、発生する周波数分割多重信号のピーク電力を小さくすることにより、送信装置の小型・軽量化を送信装置の電源装置も含めて実現し得る周波数分割多重信号発生装置及び復号装置を提供することを目的とする。

【0008】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するため、本発明は、複数に分割されたディジタル情報信号をそれぞれを別々に変調して複数のグループの周波数分割多重信号を発生する第1の演算回路と、第1の演算回路の出力周波数分割多重信号のピーク電力及びピーク位置をグループ毎に検出する複数のピーク検出回路と、複数のピーク検出回路のうち対応するピーク検出回路からの検出信号に基づき、所定値以上のピーク電力が検出されたときは第1の演算回路からの他のグループの周波数分割多重信号の極性を、所定値以上のピーク電力を打ち消す方向に設定すると共に、極性情報を発生する極性制御手段と、極性制御手段により設定された極性情報を変調して周波数分割多重信号の最高周波数と最低周波数との間の周波数帯域内に含まれ、かつ、周波数分割多重信号とは異なる信号を発生する第2の演算回路と、極性制御手段により極性制御された第1の演算回路の出力周波数分割多重信号と、第2の演算回路の出力信号とを加算合成して出力する加算回路とを有する構成としたものである。

【0009】このように、本発明では、第1の演算回路の複数のグループの出力周波数分割多重信号のいずれかに所定値以上のピーク電力が検出されたときは、極性制御手段によりそのピーク電力が検出されたグループとは異なる他のグループの周波数分割多重信号の極性を、所

定値以上のピーク電力を打ち消す方向に設定した後、複数のグループの出力周波数分割多重信号を加算回路で加算合成するようにしたため、加算合成された周波数分割多重信号の所定値以上のピーク電力の発生を抑制することができる。

【0010】ここで、極性を反転の有無を示す極性制御情報は正しい復号のために伝送しなければならない。伝送に使用する周波数帯域はデジタル情報信号を伝送する第1の演算回路の出力周波数分割多重信号の周波数帯域と同一周波数帯域内にあることが望ましい。しかし、極性を反転したかどうかの情報は第1の演算回路による演算後でないと得られないので、同一周波数帯域内で伝送するには工夫が必要となる。

【0011】そこで、本発明では、第1の演算回路は、周波数分割多重信号の最高周波数と最低周波数との間の周波数帯域内にキャリアホールを設定し、第2の演算回路はキャリアホールの周波数位置に極性情報で変調した搬送波を発生する。これにより、第1の演算回路の出力周波数分割多重信号の周波数帯域と同一周波数帯域内で極性情報を伝送できる。

【0012】また、本発明では、第2の演算回路は第1の演算回路の出力信号に同期して極性情報で変調した搬送波を発生し、第1の演算回路の出力周波数分割多重信号と同じタイミングで出力されることを特徴とする。これにより、第1及び第2の演算回路から出力される信号は直交関係にあり、お互いに干渉することはない。

【0013】また、本発明における第1の演算回路は、シンボル単位で伝送される複数に分割されたディジタル情報信号のそれぞれを別々にシンボル期間内で逆離散的フーリエ変換して複数のグループの周波数分割多重信号を発生し、第2の演算回路は、極性情報を複数のグループの周波数分割多重信号と同じシンボル期間内で逆離散フーリエ変換して変調された搬送波を発生することを特徴とする。

【0014】すなわち、第2の演算回路は極性情報で変調された搬送波を発生するためだけの単機能の演算回路でよく、よって、第1の演算回路に比し非常に短い演算時間で演算処理ができるため、第1の演算回路の演算終了後より第2の演算回路が演算を行っても、それによる伝送の遅延時間は無視でき、同一シンボル期間内で第2の演算回路の演算動作を終了することができる。

【0015】また、本発明の復号装置は前記目的を達成するため、複数のグループに分割された、ディジタル情報信号で変調された複数の第1の搬送波からなる周波数分割多重信号と、これら周波数分割多重信号の極性反転の有無をグループ毎に示す極性情報を変調され、かつ、複数の第1の搬送波の最高周波数と最低周波数の間の周波数である第2の搬送波とが周波数分割された合成信号が入力され、フーリエ変換演算して復号する復号用演算回路と、復号用演算回路から復号された複数のグループ

毎に並列に出力された復号信号に対して、復号用演算回路から復号された極性情報に基づいて別々に極性を元に戻す極性修正動作を行う複数の極性修正回路とで構成したものである。

【0016】ここで、複数の極性修正回路のそれぞれは、第1及び第2の搬送波に対する変調方式の信号点配置を原点に対して点対称の信号点が定義されるデジタル情報信号値を変換テーブルとして持ち、復号された極性情報で変換テーブルを参照してデジタル情報信号の極性変換を行うことが、回路構成上望ましい。

【0017】

【発明の実施の形態】次に、本発明の実施の形態について図面と共に説明する。まず、本発明の周波数分割多重信号発生装置及び復号装置について説明する前に、本発明の周波数分割多重信号発生装置及び復号装置が適用されるO F D M信号の送受信システムの概要について説明する。ここでは、256本の搬送波で伝送情報をO F D M信号として送信する。

【0018】図4は本発明装置が適用されるO F D M信号送受信システムの一例のブロック図を示す。同図において、入力端子1には伝送すべきデジタルデータが入力される。このデジタルデータとしては、例えばカラーモーション符号化方式であるM P E G方式などの符号化方式で圧縮されたデジタル映像信号や音声信号などである。この入力デジタルデータは、入力回路2に供給されて必要に応じて誤り訂正符号の付与がクロック分周器3よりのクロックに基づいて行われる。クロック分周器3は中間周波数発振器8よりの10.7MHzの中間周波数を分周して、この中間周波数に同期したクロックを発生する。

【0019】誤り訂正符号が付加されたデジタルデータは、入力回路2から演算装置4に供給される。この演算装置4は入力データに対して例えば逆高速フーリエ変換(I F F T)演算するI F F T回路と、その演算結果を一時記憶する出力バッファとからなる。この演算装置4を構成するI F F T回路として、データ系列Nが256であるI F F T回路と、2N=M=512であるI F T回路の2つの例について説明する。演算装置4を構成するI F F T回路が前者のI F F T回路である場合は、実数部(R)の入力端子数が256、虚数部(I)の入力端子数が256であり、それぞれ4ビットのデジタルデータが実数部及び虚数部共に計256個ずつの入力端子に入力されることにより、0番目(k=0)の入力端子の入力情報は伝送する搬送波の中心周波数で伝送され、k=N/2、127番目(k=N/2)の入力端子の入力情報はナイキスト周波数に等価である両端周波数で伝送される。

【0020】また、I F F T装置4を構成するI F F T回路が後者のI F F T回路である場合には、実数部(R)の入力端子数が512、虚数部(I)の入力端子

数が512であり、それぞれ4ビットのデジタルデータが実数部及び虚数部共に0番目から127番目までの計128個ずつと、384番目から511番目までの計127個ずつの入力端子にそれぞれ入力されることにより、0番目(k=0)の入力端子の入力情報は伝送する搬送波の中心周波数で伝送され、127番目(k=M/4)と384番目(k=3M/4)の入力端子の入力情報はナイキスト周波数に等価である両端周波数で伝送される。

10 【0021】ここで、1番目から127番目までの計127個の入力端子の入力情報は中心搬送波周波数の上側(高域側)の情報伝送用搬送波で伝送され、384番目から511番目までの計127個の入力端子の入力情報は中心搬送波周波数の下側(低域側)の情報伝送用搬送波で伝送される。127番目と384番目の入力端子の入力情報はナイキスト周波数に等価である両端周波数で伝送される。なお、残りの入力端子には0が入力される。

【0022】ここでは、上記のいずれの場合も演算装置20 4からの258組の出力のうち、k=0の中心搬送波周波数で伝送される一組の出力を除く257波のうち、248波の搬送波を用いて情報を伝送し、残りの9波はキャリプレーション用、その他の補助信号の伝送のために用いられる。そのため、1シンボル期間中に248バイトのデジタルデータ、すなわち、1シンボル期間中に、4ビットずつ一対の並列データ248組が入力回路2から演算装置4の実数部入力端子と虚数部入力端子に入力される。

【0023】クロック分周器3からのクロックに基づいて、演算装置4からI F F T演算されて取り出された、計257波の搬送波で伝送される計257組の出力データは、マルチバス歪みを軽減させるためのガードインターバル回路5を通してD/A変換器・低域フィルタ(L P F)6に供給され、ここでクロック分周器3からのクロックをサンプリングクロックとしてアナログ信号に変換された後、L P Fにより必要な周波数帯域の実数部成分と虚数部成分とが通過されて直交変調器7へそれぞれ供給される。

【0024】直交変調器7は中間周波数発振器8よりの10.7MHzの中間周波数を第1の搬送波とし、かつ、この中間周波数の位相を90°シフト9により90°シフトした10.7MHz中間周波数を第2の搬送波として、それぞれD/A変換器・L P F 6より入力されたデジタルデータの実数部成分(実数部データ)と虚数部成分(虚数部データ)で直交振幅変調(Q A M)して257波の情報搬送波からなる、図5に示す周波数スペクトラムのO F D M信号を生成する。

【0025】図5(A)の周波数スペクトラムは、演算装置4のデータ系列がN(=256)である場合のO F D M信号の周波数スペクトラムで、周波数帯域99kH

z 内に全部で 257 波の搬送波が存在し、そのうち 248 波の搬送波が 1 バイトの情報データで 256 QAM 变調されており、中心周波数 F_0 を含む残りの 9 波の搬送波が補助信号の伝送のために使用される。

【0026】ここで、中心周波数 F_0 より高域側の搬送波は、前記 IFFT 回路の 1 番目から 128 番目の実数部入力端子及び虚数部入力端子に入力されたデータ等で变調されており、また中心周波数 F_0 より低域側の搬送波は、前記 IFFT 回路の 128 番目から 255 番目の実数部入力端子及び虚数部入力端子に入力されたデータ等で变調されている。

【0027】また、図 5 (A) に「128」及び「-128」で示す位置には、それぞれナイキスト周波数の搬送波が発生し、これは前記したように 128 番目の入力端子に入力された固定電圧データに基づいて生成されたバイロット信号伝送用搬送波である。すなわち、同一の 128 番目の入力端子に入力された固定電圧データは、二つの搬送波により伝送される。

【0028】なお、演算装置 4 のデータ系列が 2^N (= 512) である場合の OFDM 信号も、周波数帯域 9.9 kHz 内に全部で 257 波の搬送波が存在し、そのうち 248 波の搬送波が 1 バイトの情報データで 256 QAM 变調されており、中心周波数 F_0 を含む残りの 9 波の搬送波が補助信号の伝送のために使用される。

【0029】ただし、この場合の OFDM 信号の周波数スペクトラムは、図 5 (B) に示すように、中心周波数 F_0 より高域側の搬送波は、前記 IFFT 回路の 1 番目から 128 番目の実数部入力端子及び虚数部入力端子に入力されたデータ等で变調されており、また中心周波数 F_0 より低域側の搬送波は、前記 IFFT 回路の 384 番目から 511 番目の実数部入力端子及び虚数部入力端子に入力されたデータ等で变調されている。

【0030】この場合は、図 5 (B) に示すように、「128」は上記の IFFT 回路の 128 番目の実数部入力端子及び虚数部入力端子に入力された固定電圧により生成されたバイロット信号伝送用搬送波であり、「-128」は IFFT 回路の 384 番目の実数部入力端子及び虚数部入力端子に入力された固定電圧により生成されたバイロット信号伝送用搬送波で、これらはナイキスト周波数の 1/2 倍の周波数の搬送波である。

【0031】直交変調器 7 より取り出された、ガードインターバル処理される前のデータのシンボル周波数である 387 Hz 毎に隣接配置された複数の搬送波からなる上記の OFDM 信号は、図 4 の周波数変換器 10 に供給されて送信周波数帯に周波数変換され、例えば上記の中心搬送波周波数 F_0 が 100 MHz とされてから送信部 11 によりリニア增幅され、送信アンテナより送信される。

【0032】これにより、図 4 の送信装置で送信される信号の仕様は信号中心周波数 100 MHz、伝送帯域幅

100 kHz (実際には図 8 に示したように 99 kHz)、变調方式 256 QAM、OFDM、使用搬送波数 257 波 (そのうち情報伝送用搬送波数 248 波)、ガードインターバル $60 \mu\text{sec}$ となる。また、一对の 4 ビットデータ 248 組が 248 波の搬送波で伝送されるため、1 シンボル期間当たり 248 kHz バイトの伝送速度であり、よって 1 秒当たりの伝送速度 (転送レート) は、約 750 kbps ($\approx 8 \text{ ビット} \times 378 \text{ Hz} \times 248 \div 1000$) となる。

10 【0033】次に、周波数分割多重信号受信装置について説明する。上記の OFDM 信号は、図 4 の空間伝送路 12 を経て受信部 13 により受信アンテナを介して受信された後高周波増幅され、更に周波数変換器 14 により中間周波数に周波数変換され、中間周波増幅器 15 により増幅された後、直交復調器 16 及びキャリア抽出回路 17 に供給される。

【0034】キャリア抽出回路 17 は、入力 OFDM 信号の中心搬送波 (キャリア) を位相誤差少なくできるだけ正確に抽出する回路である。ここでは、情報を伝送する各搬送波は、シンボル周波数である 387 Hz 毎に隣接配置されて OFDM 信号を構成しているため、中心搬送波に隣接する情報伝送用搬送波も中心搬送波に対して 387 Hz 離れている。中心搬送波を抽出するためには、387 Hz しか離れていない隣接する情報伝送用搬送波の影響を受けないように、選択度の高い PLL 回路を用いて中心搬送波 F_0 の抽出を行う。

【0035】キャリア抽出回路 17 により抽出された中心搬送波 F_0 は、中間周波数発振器 18 に供給され、ここで中心搬送波 F_0 に位相同期した 10.7 MHz の中間周波数を発生させる。中間周波数発振器 18 の出力中間周波数は第 1 の復調用搬送波として直交復調器 16 に直接に供給される一方、90° シフト 19 により位相が 90° シフトされてから第 2 の復調用搬送波として直交復調器 16 に供給される。

【0036】これにより、直交復調器 16 からは送信装置の直交変調器 7 に入力された実数部、虚数部の各アナログ信号と同等のアナログ信号 (周波数分割多重信号) が復調されて取り出され、サンプルクロック復号回路 20 に供給される一方、低域フィルタ 21 により OFDM 信号情報として伝送された必要な周波数帯域の信号が通過されて A/D 変換器 22 に供給されてディジタル信号に変換される。

【0037】A/D 変換器 22 の入力信号に対するサンプリングのタイミングは、サンプルクロック復号回路 20 により例えば特定の搬送波で伝送される、サンプルクロック周波数に対して所定の整数比に設定されバイロット信号より生成された、ナイキスト周波数の 2 倍の周波数のサンプルクロックに基づいて発生される。すなわち、サンプルクロック復号回路 20 は、中間周波数と復調アナログ信号が入力され、ガードインターバル期間を

含む各シンボル期間で連続信号として伝送されるバイロット信号に位相同期するPLL回路によりサンプルクロックを発生する。また、シンボル同期信号復号回路23は、このサンプルクロックによりバイロット信号の位相状態を調べ、シンボル期間を検出してシンボル同期信号を復号する。システムクロック発生回路24は、これらサンプルクロック及びシンボル同期信号よりガードインターバル期間除去のための区間信号などのシステムクロックを発生する。

【0038】A/D変換器22より取り出されたデジタル信号は、ガードインターバル期間処理回路25に供給され、ここでシステムクロック発生回路24よりのシステムクロックに基づいて、マルチバス歪の影響が少ない方のシンボル期間信号を得てFFT、QAM復号回路26に供給される。

【0039】FFT、QAM復号回路26のFFT（高速フーリエ変換）回路部は、システムクロック発生回路24よりのシステムクロックにより複素フーリエ演算を行い、ガードインターバル期間処理回路25の出力信号の各周波数毎の実数部、虚数部の各信号レベルを算出する。

【0040】これにより得られた各周波数毎の実数部、虚数部の各信号レベルは、QAM復号回路部により参照用搬送波の復調出力と比較されることにより、デジタル情報伝送用搬送波で伝送される量子化されたデジタル信号のレベルが求められ、デジタル情報が復号される。この復号デジタル情報信号は、出力回路27により並直列変換などの出力処理が行われて出力端子28へ出力される。

【0041】次に、本発明の周波数分割多重信号発生装置について説明する。図1は本発明になる周波数分割多重信号発生装置の一実施の形態のブロック図を示す。この周波数分割多重信号発生装置は、図4の演算装置4乃至直交変調器7までの回路として用い得る装置で、第1のIFFT回路33及び第2のIFFT回路34と、サンプル同期回路35と、シンボル同期回路36と、4個のピーク検出回路37～40と、データ極性判定回路41と、4個の極性制御回路42～45と、加算回路46と、直交変調器47からなる。

【0042】入力端子31を介して入力されたデジタルデータは、1シンボル期間に伝送すべき256バイトの信号であり、そのうち実数部のデータが端子31を介してIFFT回路33に入力され、虚数部のデータが端子32を介してIFFT回路33に入力される。IFFT回路33は、入力データを64バイト毎の4つのデジタル信号（実数部データ及び虚数部データ）に分割した後、IFFT演算を行う。

【0043】すなわち、IFFT回路33は4つのIFFT演算部を有しており、入力実数部データと入力虚数部データをそれぞれ4分割してそれぞれのIFFT演算

部によりIFFT演算する。ここで、4つのIFFT演算部のそれぞれはデータ系列Nが256であるものとすると、実数部及び虚数部共に計256個ずつの入力端子を有しているが、そのうち実数部及び虚数部共に64個ずつの入力端子に4ビットのデジタルデータが入力される。

【0044】ここで、上記の4つのIFFT演算部はそれぞれ±4m（mは0～31の整数）番目の搬送波周波数を出力する第1のIFFT演算部と、±4m+1（mは0～31の整数）番目の搬送波周波数を出力する第2のIFFT演算部と、±4m+2（mは0～31の整数）番目の搬送波周波数を出力する第3のIFFT演算部と、±4m+3（mは0～31の整数）番目の搬送波周波数を出力する第4のIFFT演算部とから構成されている。

【0045】また、予め定めた特定の搬送波周波数のキャリアホールを設定するために、IFFT回路33は該当するそれぞれのIFFT演算部の入力端子への電圧は0に設定してある。すなわち、OFDM信号はIFFT回路の入力端子電圧を0に設定すると、それに対応する搬送波のレベルは0となる。これをキャリアホールと呼び、他の送信方式と伝送帯域を共通にするときなどの性質を利用する。例えばNTSC方式と重なる伝送帯域でOFDM信号を伝送するときに、NTSC方式テレビジョン信号の中心搬送波周波数部分、色信号を伝送する帯域の搬送波を0に設定するなどの利用もされている。

【0046】この実施の形態では、後述するように、極性切り換えを示す極性情報を特定の搬送波周波数により伝送を行う。ここでは、極性制御回路42～45が4系統あるので、それに対応する搬送波を1本から4本のうち所定本数配置する。すなわち、4本の搬送波により各系統毎に極性情報を伝送するか、2本の搬送波により2系統ずつの極性情報を伝送するか、16QAMにより1本の搬送波を使用して4ビットの極性情報を伝送する。この特定搬送波に相当する周波数の位置にIFFT回路33より出力信号が生じないように予めそれに対応する周波数用の入力端子の電圧は0に保っておく。このようにして、デジタル情報信号を伝送する複数の搬送波のうち最高周波数から最低周波数の間の周波数帯域内の特定搬送波のレベルがゼロとされる。

【0047】このように、IFFT回路33からOFDM信号を構成する搬送波周波数が歯状に4分割されて出力される。IFFT回路33内の4つのIFFT演算部はそれぞれ64の搬送波について演算を行うので、当然のことながら平均電力値に対するピーク電力値は256の搬送波について演算を行うときの1/4倍の値である。

【0048】これらの出力信号をそのまま加算してOFDM信号を生成する場合は、従来の課題とされていたピーク電力の問題がそのまま残る。OFDM信号を構成す

る各搬送波の振幅と位相は変調信号により決められるため、入力信号に相關性が少ないとときは出力信号もランダムな搬送波信号の集合となる。

【0049】前記したように、ランダムな256波の搬送波信号を合成した平均電力は、搬送波1波の電力の256倍になる。仮に、全搬送波の瞬時ピーク位置が一致するとその電力値は256の2乗である65536倍となる。実際には、256の搬送波のピーク値が一致する確率は非常に小さく、起こり得ないといえる。通常起こり得る電力のピーク値は、平均電力の10~20倍といわれている。すなわち、OFDM信号の平均送信電力を10Wに設定するとき、送信部11の電力増幅器は100W~200W程度の電力を歪み無く送信できる能力が必要とされる（このときの理論最大電力は2560W）。

【0050】そこで、本実施の形態ではこのような瞬時電力を低く抑えることにより、平均電力を増加させ、受信点でのC/Nを改善するものである。すなわち、IFFT回路33から得られた4分割された搬送波周波数帯の信号は、それぞれ対応して設けられた極性制御回路42~45に別々に供給される一方、データ極性判定回路41に入力される。

【0051】データ極性判定回路41は入力ピーク検出データに基づいて、4つの分割周波数帯の信号の最大瞬時電力値、その極性、発生時間位置がIFFT動作のどの位置で生じているかを判定し、ピーク電力値がより少なくなる極性の組合せ（全部で16通りある）を求め、得られた判定結果に基づいて極性制御回路42、43、44及び45を制御すると共に、極性の組合せを示す極性情報を第2のIFFT回路34へ供給する。

【0052】極性制御回路42~45は、通常はIFFT回路33の出力信号を同相で加算回路46へ出力するように極性制御するが、対応して設けられたピーク検出回路37~40により所定値以上のピーク電力（ピーク電圧）が検出されたときは、IFFT回路33からの他のグループの周波数分割多重信号の極性を、所定値以上のピーク電力を打ち消す方向に設定して加算回路46にそれぞれ供給する。従って、例えばピーク検出回路37により第1のグループの周波数分割多重信号に所定値以上のピーク電力が検出されたときには、極性制御回路42以外の極性制御回路43~45のいずれか一又は二以上の回路により、検出されたピーク電力を打ち消す方向に同じピーク位置の第2~第4のグループの周波数分割多重信号の極性が制御されることとなる。

【0053】ここで、極性が切り換えられた周波数分割多重信号は、復号装置でFFT演算後に極性を切り換えて正しいデータを得る必要がある。従って、周波数分割多重信号発生装置で極性を切り換えるときほどの搬送波の極性が切り換えられているかの情報を復号装置へ伝送することが必要である。そこで、この実施の形態では、

極性切り換えの組合せは所定のグループ別などの適当種類のパターンに限定し、少ない情報で確実に周波数分割多重信号受信装置に伝送でき、短時間で受信装置内の復号装置での復号が行えるようにする。

【0054】すなわち、図1のIFFT回路34はデータ極性判定回路41より入力された前記極性制御情報に對してIFFT演算を行い、前記キャリアホールの搬送波周波数に相当する搬送波で伝送される演算結果を出力する。このとき、IFFT回路34はIFFT回路33と同一のサンプル同期回路36よりのサンプルパルス及びシンボル同期回路37からのシンボル信号が供給され、これによりIFFT回路33と同期して演算結果を出力する。

【0055】ここで、99kHz内に257波の搬送波を発生させるIFFTの有効シンボル期間は約2.6ms (=256/99000) であるが、上記のIFFT回路33によるIFFT演算に要する時間は約2msかかり、ピーク検出及び極性判定とIFFT回路34によるIFFT演算に要する時間が0.5ms以下でできるため、このIFFT回路34からのIFFT演算結果は、加算回路46に供給されて、極性判定したデータと同一のシンボル期間内で前記キャリアホールに埋め込まれる。

【0056】すなわち、IFFT回路34の目的は、極性制御情報はIFFT回路33による演算終了後に求められるので、その後、キャリアホールに埋め込むべき極性制御情報の発生を短時間で行うことにある。

【0057】これにより、極性制御回路42~45の各出力信号とIFFT回路34の演算結果を加算する加算回路46からはピーク電力が所定値以下に抑圧され、かつ、極性情報が変調されて前記キャリアホールに埋め込まれた計256の搬送波からなるOFDM信号が出力される。この加算回路46の出力信号は図示を省略した出力バッファに間欠的に入力された後、連続的に読み出され、更に所定の回路を経て直交変調器47に供給されて直交変調される。

【0058】ところで、上記のようにIFFT回路33と34の出力信号は、同一シンボル期間内で加算回路46で加算されて送出されるため、IFFT回路34の演算は短時間でなされることが要求される。実際には極性情報の組合せは、図1の場合、2を4乗した16であるので、IFFT回路34は予め演算した16の出力信号波形をリード・オンリ・メモリ(ROM)などにテーブルとして蓄えておき、必要とされる組合せ情報のテーブルを指定し、出力させる構成とした場合は、実質的な演算時間を0とみなすことができる。

【0059】また、出力信号が周期的である場合は、その1サイクル又は信号の正の部分のみ、あるいは第1象限の情報のみ、といった限定された信号データより出力信号を発生させることができる。出力信号の位相が異な

るときは、読み出しのタイミングを工夫して出力させることもできる。更に、振幅の異なる相似な信号出力を発生するときは、読み出された信号出力を所定レベルになるように固定レベルの減衰器を介して信号を出力させることもできる。

【0060】肝心なことは、IFFT回路33と同一の時間管理された出力信号がIFFT回路34から発生されることで、それはIFFT回路33のOFDM信号と直交関係にあるIFFT回路34の信号が発生させられ、受信側できちんと分離されなければならないことである。

【0061】次に、本発明の復号装置の各実施の形態について説明する。図2は本発明になる復号装置の第1の実施の形態のブロック図を示す。同図に示すように、この復号装置は、直交復調器51、2つのFFT回路52及び53、4つの極性修正回路54～57から構成されている。直交復調器51は図4の直交復調器16及び中間周波数発振器18、90°シフタ19からなる回路部分に相当し、それ以外の回路部はFFT、QAM復号回路26に相当し、図4のLPF21、A/D変換器22、ガードインターバル期間処理回路25などは、本発明と直接関係がないので、図示を省略してある。

【0062】図2において、伝送されてきたOFDM信号は、直交復調器51により直交復調されて同相信号(I信号)と直交信号(Q信号)に復号された後、FFT回路52及び53にそれぞれ供給され、それぞれ高速フーリエ変換(FFT)されて各搬送波の情報が復号される。ここで、FFT回路52からは、前記4分割された各搬送波グループ毎の復号伝送データが取り出され、それぞれ対応する極性修正回路54、55、56及び57に供給される。

【0063】一方、FFT回路53からは前記特定搬送波で伝送された前記極性情報の復号出力が得られる所定の出力端子から復号極性情報が取り出され、極性修正回路54、55、56及び57に供給される。極性修正回路54、55、56及び57は、上記の復号極性情報に基づいてFFT回路52からの復号伝送データの極性を元の極性に修正して出力する。すなわち、極性が反転されて伝送される帯域のOFDM信号は、極性が反転された復調出力を生じるため、それぞれの正しい極性の信号に変換し、正規のデジタル復調信号出力を得る。

【0064】ところで、上記のFFT回路53はFFT回路52と同一のFFT演算を実施しており、これらのFFT回路をまとめて一つで構成することもできる。図3はこの場合の本発明の復号装置の第2の実施の形態のブロック図を示す。同図において、図2と同一構成部分には同一符号を付し、その説明を省略する。

【0065】図3において、FFT回路61は上記FFT回路52と53をまとめたFFT回路で、前記4分割された各搬送波グループ毎の復号伝送データが得られる

各出力端子から復号データをそれぞれ対応する極性修正回路54、55、56及び57に出力し、前記特定搬送波で伝送された前記極性情報の復号出力が得られる所定の出力端子から復号極性情報を極性修正回路54、55、56及び57に供給する。

【0066】次に、IFFT信号出力の極性反転と、QAM変調されている信号点配置の関係について説明する。OFDM信号の受信時に雑音などの影響で信号点配置がずれ、その結果ビット誤りが生じることがある。そこで、このビット誤りを少なく抑えるため、グレーコードで信号点に対するデータの定義を行う。例えば、信号点のレベル”+8”～”-8”までの一次元の信号点に対するデータ値として、信号点のレベルが”+8”的ときは「0100」、”+7”的ときは「0101」、”+6”的ときは「0111」、”+5”的ときは「0110」、”+4”的ときは「0010」、”+3”的ときは「0011」、”+2”的ときは「0001」、”+1”的ときは「0000」、”-1”的ときは「1000」、”-2”的ときは「1001」、”-3”的ときは「1011」、”-4”的ときは「1010」、”-5”的ときは「1110」、”-6”的ときは「1111」、”-7”的ときは「1101」、”-8”的ときは「1100」である。

【0067】この場合、信号点の反転したデジタルデータは、最上位ビット(MSB)の値が反転しているのみなので、デジタルデータの反転はMSBビットの反転のみを行えばよいことになる。そこで、極性修正回路54～57は、256QAMの信号点配置を原点に対して点対称の信号点が定義されるデジタルデータ値を変換テーブルとして持ち、この変換テーブルを極性情報で参照してデジタルデータの極性変換を行う。

【0068】なお、信号点に対するデータの定義が別の形でなされるときは、変換テーブルを用いて極性の変換を行うことができる。

【0069】なお、本発明は上記の実施の形態に限定されるものではなく、分割数は複数であればよい。また、IFFT回路33の出力は実数部と虚数部があるが、本発明記載の極性切換回路はこれらの出力回路に個別に挿入し、切り換えるてもよく、また同時に切り換えるようにしてもよい。個別にピーク電力を打ち消すように切り換えるときは、より細かにピーク電力の抑圧制御ができるが、その分、極性の組合せ情報は増えることになる。このときは、復調回路もそれに対応させた構成とすることは勿論である。

【0070】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、複数の搬送波からなる周波数分割多重信号をnグループに分割して別々に生成することにより、単一の演算回路で所望の搬送波数からなる周波数分割多重信号を発生する場合よりも信号のピーク電力を1/nに抑えることが

でき、また、 n グループの周波数分割多重信号のうちある一つのグループの周波数分割多重信号が所定値以上のピーク電力となったときには、そのピーク電力発生位置で他のグループの周波数分割多重信号の極性を制御することにより、更に出力周波数分割多重信号の瞬時電力を低い値に抑えることができるため、ピーク電力値を小さく管理した周波数分割多重信号を送信装置内の電力増幅器へ入力でき、よって、電力増幅器の余裕度を小さくでき、送信装置の小型・軽量化を送信装置の電源装置も含めて実現することができる。

【0071】また、本発明によれば、合成された多数の情報搬送波からなる周波数分割多重信号のピーク電力値を小さな値に抑え込めるため、従来と同一の電力増幅器を用いた場合は、その分平均送信電力を大きく設定することができ、受信点における搬送波電力対雑音電力比(C/N)を改善することができ、より誤り率の少ない、弱電界位置での通信品質を向上することができる。

【0072】更に、本発明では同一伝送帯域内に極性制御情報を伝送するようにしたため、極性制御情報のための伝送周波数を必要とせず、周波数帯域の利用率もOFDM信号が有する特徴を損なわない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の周波数分割多重信号発生装置の一実施の形態のブロック図である。

【図2】本発明の復号装置の第1の実施の形態のブロック図である。

【図3】本発明の復号装置の第2の実施の形態のブロック図である。

ク図である。

【図4】本発明が適用されるOFDM信号送受信システムの一例の構成を示すブロック図である。

【図5】OFDM信号の周波数スペクトラムを示す図である。

【符号の説明】

2 入力回路

3 クロック分周器

4 演算装置

10 7、47 直交変調器

8、18 中間周波数発振器

9、19 90°シフタ

31、32 デジタルデータ入力端子

33 第1のIFFT(逆高速フーリエ変換)回路(第1の演算回路)

34 第2のIFFT(逆高速フーリエ変換)回路(第2の演算回路)

35 サンプル同期回路

36 シンボル同期回路

20 37~40 ピーク検出回路

41 データ極性判定回路(極性制御手段)

42~45 極性制御回路(極性制御手段)

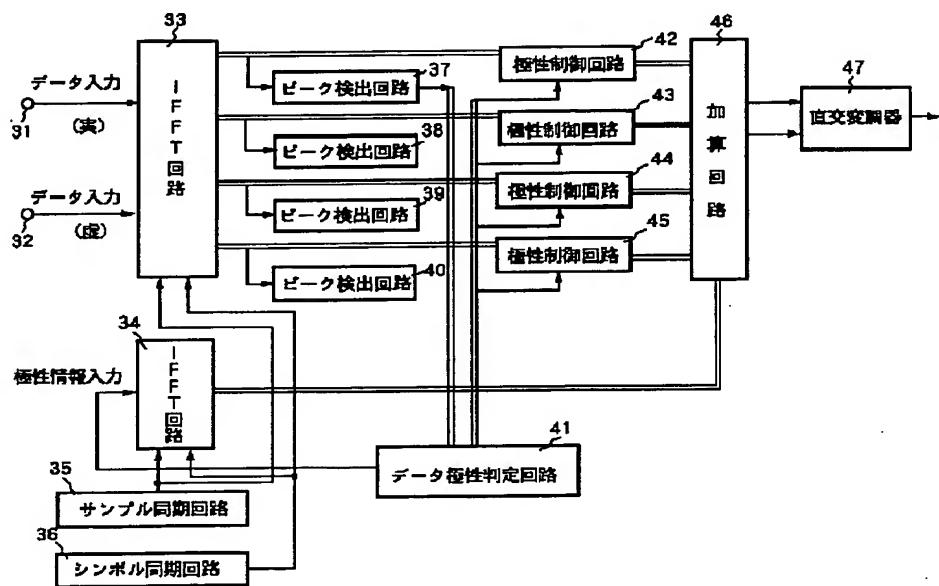
46 加算回路

51 直交復調器

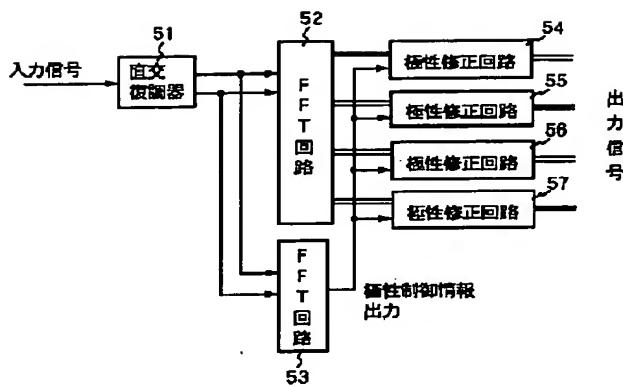
52、53、61 FFT(高速フーリエ変換)回路(復号用演算回路)

54~57 極性修正回路

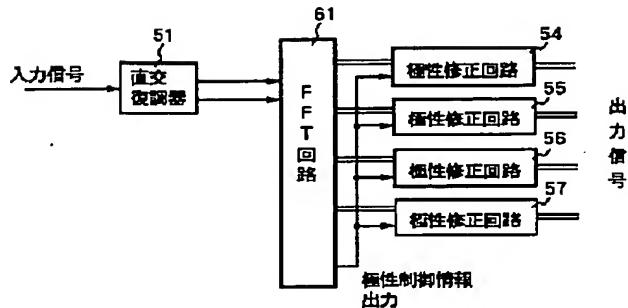
【図1】



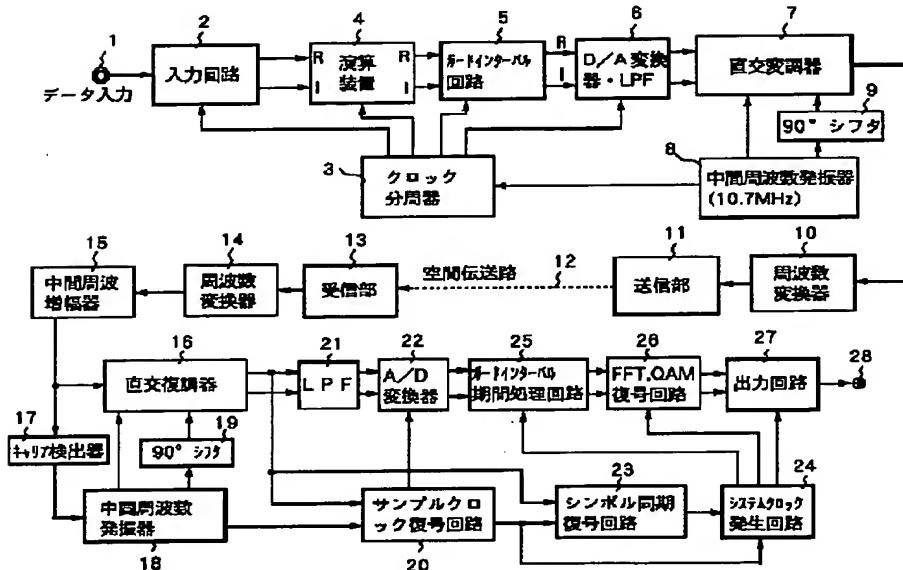
【図 2】



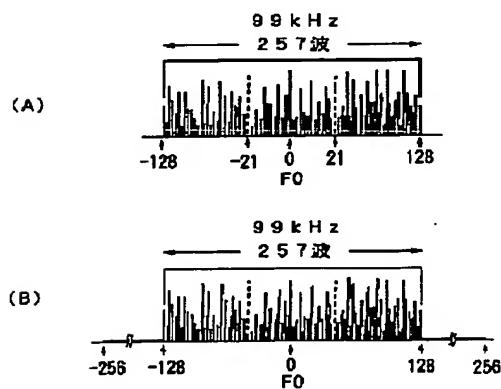
【図 3】



【図 4】



【図 5】



This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT OR DRAWING
- BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- GRAY SCALE DOCUMENTS
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images
problems checked, please do not report the
problems to the IFW Image Problem Mailbox**